

RECEIVING DEVICE, RECEIVING METHOD AND TERMINAL EQUIPMENT OF RADIO SYSTEM

Publication number: JP10190526

Publication date: 1998-07-21

Inventor: NARUSE TETSUYA

Applicant: SONY CORP

Classification:

- international: H04B1/707; H04Q7/38; H04B1/707; H04Q7/38; (IPC1-7): H04B1/707; H04Q7/38

- european: H04B1/707F3

Application number: JP19960348579 19961226

Priority number(s): JP19960348579 19961226

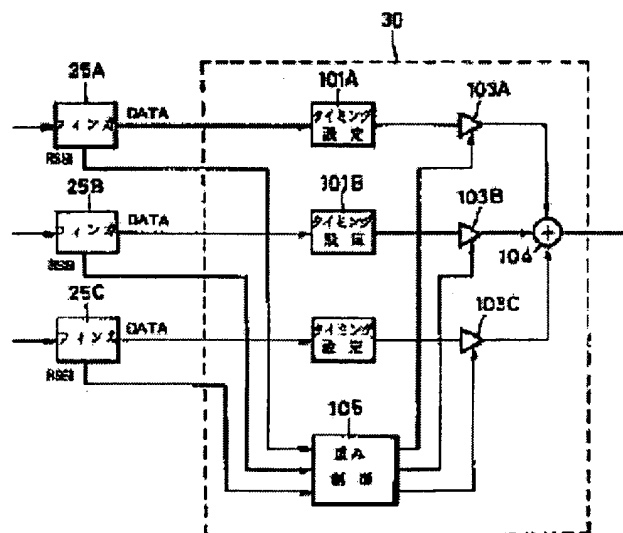
Also published as:

US 6389060 (B1)

Report a data error here

Abstract of JP10190526

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain an excellent demodulation output by synthesizing outputs from respective paths in accordance with the reception strength of the respective paths in an RAKE system receiving device. **SOLUTION:** A data combiner 30 synthesizing the demodulation outputs from the respective paths is provided with gain amplifiers 103A, 103B and 103C for setting the weights of the respective paths. Then, the signal strength of the demodulation outputs of the respective paths are detected and the weights as against the respective gain amplifiers 103A, 103B and 103C are set so as to obtain more weights as signal strength becomes larger. Thus, weighting is executed more as the signal strength becomes larger and the demodulation outputs of the respective paths are synthesized so that the influence of the path with small signal strength and with many errors is made not to be easily obtained and the error rate of the synthetic output is improved.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-190526

(43) 公開日 平成10年(1998) 7月21日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D

H 0 4 Q 7/38

H 0 4 B 7/26

1 0 9 G

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平8-348579

(22) 出願日 平成 8 年(1996) 12月26日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 35 号

(72) 発明者 成瀬 哲也

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 35 号 ソニ
ー株式会社内

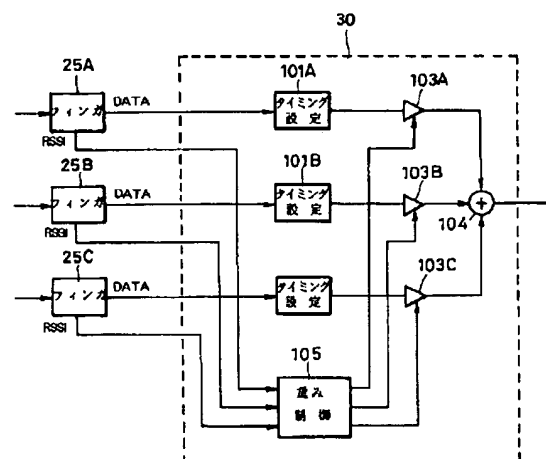
(74) 代理人 弁理士 杉浦 正知

(54) 【発明の名称】 受信装置及び受信方法、並びに無線システムの端末装置

(57) 【要約】

【課題】 RAKE方式の受信装置において、各パスの受信強度に応じて各パスからの出力を合成することにより、良好な復調出力を得ることができるようにする。

【解決手段】 各パスからの復調出力を合成するデータコンバイナ 30 に、各パスの重みを設定するゲインアンプ 103A、103B、103C が設けられる。そして、各パスの復調出力の信号強度が検出され、信号強度が大きくなる程大きな重みとなるように、各ゲインアンプ 103A、103B、103C に対する重みが設定される。このように、信号強度が大きくなる程大きな重みを付けて各パスの復調出力を合成することで、信号強度が小さく、エラーの多いパスの影響を受け難くすることができ、合成出力のエラーレートが改善される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 拡散符号によりスペクトラム拡散された信号を受信する受信装置において、マルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索するサーチャと、上記検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調する複数のフィンガと、上記各パスの受信信号のレベルを検出し、上記各パスの受信信号のレベルに応じて、上記複数のフィンガの出力を合成するコンバイナとを備えるようにしたことを特徴とする受信装置。

【請求項2】 上記コンバイナに、上記フィンガの出力レベルを重み付けする重み付け手段を設け、上記各パスの出力レベルに応じて、上記重み付け手段の重みを制御するようにしたことを特徴とする請求項1記載の受信装置。

【請求項3】 上記コンバイナは、複数のパスの復調データを合成する際に、受信出力が非常に弱いパスの復調データを除外するようにしたことを特徴とする請求項1記載の受信装置。

【請求項4】 拡散符号によりスペクトラム拡散された信号を受信する受信方法において、サーチャでマルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索し、複数のフィンガで上記検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調し、上記各フィンガからの各パスの出力レベルを検出し、上記各パスの出力レベルに応じて、上記コンバイナを制御するようにしたことを特徴とする受信方法。

【請求項5】 上記コンバイナは、上記フィンガの出力レベルを重み付けて合成し、上記各パスの出力レベルに応じて、上記重みを制御するようにしたことを特徴とする請求項4記載の受信方法。

【請求項6】 上記コンバイナは、複数のパスの復調データを合成する際に、受信出力が非常に弱いパスの復調データを除外するようにしたことを特徴とする請求項4記載の受信方法。

【請求項7】 拡散符号により送信信号をスペクトラム拡散して送信し、拡散符号の符号系列のパターンや位相を異ならせることにより、多次元接続を可能にした無線システムの端末装置において、マルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索するサーチャと、上記検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調する複数のフィンガと、上記各パスの受信信号のレベルを検出し、上記各パスの受信信号のレベルに応じて、上記複数のフィンガの出力を合成するコンバイナとを備えるようにしたことを特徴とする無線システムの端末装置。

【請求項8】 上記コンバイナに、上記フィンガの出力

レベルを重み付けする重み付け手段を設け、上記各パスの出力レベルに応じて、上記重み付け手段の重みを制御するようにしたことを特徴とする請求項7記載の無線システムの端末装置。

【請求項9】 上記コンバイナは、複数のパスの復調データを合成する際に、受信出力が非常に弱いパスの復調データを除外するようにしたことを特徴とする請求項7記載の無線システムの端末装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、CDMA (Code Division Multiple Access) 方式のセルラ電話システムに用いて好適な受信装置及び受信方法並びに無線システムの端末装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、擬似ランダム符号を拡散符号として用いて送信信号の搬送波をスペクトラム拡散して送信し、拡散符号の符号系列のパターンや位相を異ならせることにより、多次元接続を可能にしたCDMA方式のセルラ電話システムが注目されている。

【0003】CDMA方式では、通信方式として、スペクトラム拡散方式が用いられている。スペクトラム拡散方式では、送信時に、搬送波が送信データにより一次変調され、更に、この一次変調された搬送波に対してPN (Pseudorandom Noise) 符号が乗じられ、搬送波がPN符号により変調される。一次変調としては、例えば、平衡QPSK変調が用いられる。PN符号はランダム符号であるから、このように搬送波がPN符号により変調を受けると、その周波数スペクトラムが広げられる。

【0004】そして、受信時には、送信側と同一のPN符号が乗じられる。受信時に、送信時と同一のPN符号で、その位相が合致していると、逆拡散が行われ、一次変調出力が得られる。この一次変調出力を復調することにより、受信データが得られる。

【0005】スペクトラム拡散方式では、受信時に信号を逆拡散するためには、そのパターンのみならず、その位相についても、送信側と同一のPN符号が必要がある。したがって、PN符号のパターンや位相を変えることにより、多次元接続が可能となる。このように、拡散符号の符号系列のパターンや位相を異ならせることにより多次元接続を可能にしたものがCDMA方式と呼ばれている。

【0006】セルラ電話システムとして、従来より、FDMA (Frequency Division Multiple Access) 方式やTDMA (Time Division Multiple Access) 方式が用いられている。ところが、FDMA方式やTDMA方式では、利用者数の急激な増大に対して対処することが困難になってきている。

【0007】つまり、FDMA方式は、異なる周波数のチャンネルを用いて多次元接続を行うものであり、アナ

ログ方式のセルラ電話システムでは、専ら、FDMA方式が用いられている。

【0008】ところが、FDMA方式では、周波数利用効率が悪く、利用者数の急激な増大に対して、チャンネル数が不足しがちである。チャンネル数を増大するために、チャンネル間隔を狭くすると、隣接チャンネルの影響が受けやすくなったり、音質の劣化が生じる。

【0009】TDMA方式は、送信データを時間圧縮することにより、利用時間を分割し、同一の周波数を共有するようにしたもので、TDMA方式は、デジタル方式のセルラ電話システムとして、現在、広く普及している。TDMA方式は、FDMA方式だけの場合に比べて、周波数利用効率が改善されるものの、チャンネル数には限界があり、利用者の急激な増大とともに、チャンネル数の不足が危惧されている。

【0010】これに対して、CDMA方式では、耐干渉性が優れており、隣接チャンネルの影響を受けにくい。このため、周波数利用効率が上がり、より多チャンネル化が図れる。

【0011】また、FDMA方式やTDMA方式では、マルチパスによるフェージングの影響を受けやすい。

【0012】つまり、図5に示すように、基地局201から携帯端末202に届く信号には、基地局201からの電波が携帯端末202に直接届くパスP1の他に、基地局201からの電波がビル203Aを反射して携帯端末202に届くパスP2や、基地局201からの電波がビル203Bを反射して携帯端末202に届くパスP3等、複数のパスがある。

【0013】基地局201からの電波が携帯端末202に直接届くパスP1に比べて、基地局201からの電波がビル203Aや203Bを反射して携帯端末202に届くパスP2及びP3は遅れが生じる。したがって、図6に示すように、携帯端末102には、異なるタイミングでパスP1からの信号S1、パスP2からの信号S2、パスP3からの信号S3が到達する。これら、複数のパスP1、P2、P3からの信号S1、S2、S3が干渉し合うと、フェージングが発生する。FDMA方式やTDMA方式では、このようなマルチパスによるフェージングの影響が問題となっている。

【0014】これに対して、CDMA方式では、ダイバシティRAKE方式を採用することにより、マルチパスによるフェージングの影響を軽減できると共に、S/N比の向上を図ることができる。

【0015】ダイバシティRAKE方式では、上述のような複数のパスの信号S1、S2、S3に対して、図7に示すように、複数のパスからの信号を夫々受信できる受信機221A、221B、221Cが用意される。そして、タイミング検出器222で、各パスにおける符号が捕捉され、この符号が各パスP1、P2、P3の受信機221A、221B、221Cに設定される。複数の

受信機221A、221B、221Cにより、複数のパスP1、P2、P3の信号が夫々復調され、これらの受信出力が合成回路222で合成される。

【0016】スペクトラム拡散方式では、各パスによる干渉を受けづらい。そして、このように、複数のパスP1、P2、P3からの受信出力を夫々復調し、これら複数のパスからの復調出力を合成すれば、信号強度が大きくなり、S/N比の向上が図れると共に、マルチパスによるフェージングの影響が軽減できる。

【0017】上述の例では、説明のために、3つの受信機221A、221B、221Cと、タイミング検出器222とによりダイバシティRAKE方式の構成を示したが、ダイバシティRAKE方式のセルラ電話端末では、通常、図8に示すように、各パスの復調出力を得るためのフィンガ251A、251B、251Cと、マルチパスの信号を検出するためのサーチチャ252と、各パスの復調データを合成するためのデータコンバイナ253とが設けられる。

【0018】図8において、入力端子250に、中間周波数に変換されたスペクトラム拡散信号の受信信号が供給される。この信号が準同期検波回路255に供給される。準同期検波回路255は乗算回路で、準同期検波回路255で、入力端子250からの信号とPLLシンセサイザ256の出力とが乗算される。PLLシンセサイザ256の出力は、周波数コンバイナ257の出力により制御され、準同期検波回路255で受信信号が直交検波される。

【0019】準同期検波回路255の出力は、A/Dコンバータ258に供給される。A/Dコンバータ258で、この信号がデジタル信号に変換される。この際、A/Dコンバータ258のサンプリング周波数は、スペクトラム拡散に使われるPN符号の周波数よりも十分高い周波数に設定され、所謂オーバーサンプリングが行われる。

【0020】A/Dコンバータ258の出力は、フィンガ251A、251B、251Cに供給されると共に、サーチチャ252に供給される。フィンガ251A、251B、251Cは、各パスにおける信号を逆拡散し、同期捕捉し、データを復調すると共に、周波数誤差を検出するものである。

【0021】サーチチャ252は、受信信号の符号を捕捉し、フィンガ251A、251B、251Cに設定する各パスの符号を決定するものである。すなわち、サーチチャ252は、受信信号にPN符号を乗算して逆拡散を行う逆拡散回路を備えている。そして、コントローラ258の制御の基に、PN符号の位相を動かし、受信符号との相関を求める。この設定された符号と受信符号との相関により、各パスの符号が決定される。

【0022】サーチチャ252の出力がコントローラ258に供給される。コントローラ258は、サーチチャ25

2の出力に基づいて、各フィンガ251A、251B、251Cに対するPN符号の位相を設定する。フィンガ251A、251B、251Cは、これに基づいて、PN符号の位相を設定し、受信信号の逆拡散を行い、そして、各パスにおける受信信号を復調する。

【0023】フィンガ251A、251B、251Cで復調されたデータは、データコンパイナ253に供給される。データコンパイナ253で、各パスの受信信号が合成される。この合成された信号が出力端子259から出力される。

【0024】また、フィンガ251A、251B、251Cで、周波数誤差が検出される。この周波数誤差が周波数コンパイナ257に供給される。この周波数コンパイナ257の出力により、PLLシンセサイザ256の発振周波数が制御される。

【0025】このように、RAKE方式では、複数のパスの復調出力がフィンガ251A、251B、251Cで復調され、これら複数のパスの出力がコンパイナ253で合成される。従来では、このように複数のパスの復調出力を合成する際に、フィンガ251A、251B、251Cからの各パスの復調出力の時間軸を合わせた後、これらを単純に合成するようにしている。

【0026】

【発明が解決しようとする課題】上述のように、従来では、各パスの出力を合成する際、各パスの復調出力を単純に合成している。このように、各パスの出力を全て合成すれば、1つのパスの出力を用いる場合に比べて、S/N比の向上が図れ、フェージングの影響を受け難くなる。

【0027】ところが、各パスからは、常に、正しい復調出力が得られているとは限らない。特に、受信信号の弱いパスからの復調出力には、多くのエラーが発生している可能性が高い。エラーの多く発生しているようなパスがある場合には、そのパスの復調出力を合成すると、かえって合成出力のエラーが増加するようなことになる。

【0028】したがって、この発明の目的は、各パスの受信強度に応じて各パスからの出力を合成することにより、良好な復調出力を得ることができるようにした受信装置及び受信方法、並びに無線システムの端末装置を提供することにある。

【0029】

【課題を解決するための手段】この発明は、拡散符号によりスペクトラム拡散された信号を受信する受信装置において、マルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索するサーチャと、検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調する複数のフィンガと、各パスの受信信号のレベルを検出し、各パスの受信信号のレベルに応じて、複数のフィンガの出力を合成するコンパイナとを備えるようにしたことを特徴とする受信装

置である。

【0030】この発明は、拡散符号によりスペクトラム拡散された信号を受信する受信方法において、サーチャでマルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索し、複数のフィンガで検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調し、各フィンガからの各パスの出力レベルを検出し、各パスの出力レベルに応じて、コンパイナを制御するようにしたことを特徴とする受信方法である。

【0031】この発明は、拡散符号により送信信号をスペクトラム拡散して送信し、拡散符号の符号系列のパターンや位相を異ならせることにより、多次元接続を可能にした無線システムの端末装置において、マルチパスとなっている受信信号から個々のパスを検索するサーチャと、検索されたパスの夫々の受信信号を逆拡散してデータを復調する複数のフィンガと、各パスの受信信号のレベルを検出し、各パスの受信信号のレベルに応じて、複数のフィンガの出力を合成するコンパイナとを備えるようにしたことを特徴とする無線システムの端末装置である。

【0032】各パスからの復調出力を合成するデータコンパイナに、各パスの重みを設定するゲインアンプが設けられる。そして、各パスの復調出力の信号強度が検出され、信号強度が大きくなる程大きな重みとなるように、各ゲインアンプに対する重みが設定される。このように、信号強度が大きくなる程大きな重みを付けて各パスの復調出力を合成することで、信号強度が小さく、エラーの多いパスの影響を受け難くすることができ、合成出力のエラーレートが改善される。

【0033】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の形態について図面を参照して説明する。図1は、この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話システムの携帯端末の一例を示すものである。この携帯端末では、受信方式として、複数のパスからの信号を同時に受信し、これらを合成するようにしたダイバシティRAKE方式が採用されている。

【0034】図1において、送信時には、マイクロホン1に音声信号が入力される。この音声信号は、A/Dコンバータ2に供給され、A/Dコンバータ2によりアナログ音声信号がデジタル音声信号に変換される。A/Dコンバータ2の出力が音声圧縮回路3に供給される。

【0035】音声圧縮回路3は、デジタル音声信号を圧縮符号化するものである。圧縮符号化方式としては、種々のものが提案されているが、例えばQCELP (Qualcomm Code Excited Linear Coding) のような、話者の声の性質や、通信路の混雑状況により、複数の符号化速度が選択できるものを用いることができる。QCELPでは、話者の声の性質や通信路の混雑状況によって4通りの符号化速度 (9.6 kbps、4.8 kbps、

2.4 kbps、1.2 kbps) が選択でき、通話品質を保つのに最低限の速度で符号化が行えるようになっている。勿論、音声圧縮方式は、これに限定されるものではない。

【0036】音声圧縮回路3の出力が畳込み符号化回路4に供給される。畳込み符号化回路4により、送信データに対して、畳込み符号のエラー訂正コードが付加される。畳込み符号化回路4の出力がインターリーブ回路5に供給される。インターリーブ回路5により、送信データがインターリーブされる。インターリーブ回路5の出力がスペクトラム拡散回路6に供給される。

【0037】スペクトラム拡散回路6により、搬送波が一次変調され、更に、PN符号で拡散される。すなわち、例えば平衡QPSK変調により、送信データの一次変調が行われ、更に、PN符号が乗じられる。PN符号はランダム符号であるから、このようにPN符号を乗じると、搬送波の周波数帯域が広げられ、スペクトラム拡散が行われる。なお、送信データの変調方式としては、例えば平衡QPSK変調を用いられているが、種々のものが提案されており、他の変調方式を用いるようにしても良い。

【0038】スペクトラム拡散回路6の出力は、バンドパスフィルタ7を介して、D/Aコンバータ8に供給される。D/Aコンバータ8の出力がRF回路9に供給される。

【0039】RF回路9には、PLLシンセサイザ11から局部発振信号が供給される。RF回路9により、D/Aコンバータ8の出力とPLLシンセサイザ11からの局部発振信号とが乗じられ、送信信号の周波数が所定の周波数に変換される。RF回路9の出力が送信アンプ10に供給され、電力増幅された後、アンテナ12に供給される。そして、アンテナ12からの電波が基地局に向けて送られる。

【0040】受信時には、基地局からの電波がアンテナ12により受信される。この基地局からの電波は、建物等の反射を受けるため、マルチパスを形成して、携帯端末のアンテナ12に到達する。また、携帯端末を自動車等で使用する場合には、ドップラー効果により、受信信号の周波数が変化することがある。

【0041】アンテナ12からの受信出力は、RF回路20に供給される。RF回路20には、PLLシンセサイザ11から局部発振信号が供給される。RF回路20により、受信信号が所定周波数の中間周波数信号に変換される。

【0042】RF回路20の出力が中間周波回路21を介して、準同期検波回路22に供給される。準同期検波回路22には、PLLシンセサイザ23の出力が供給される。PLLシンセサイザ23からの出力信号の周波数は、周波数コンバイナ32の出力により制御されている。準同期検波回路22により、受信信号が直交検波さ

れる。

【0043】準同期検波回路22の出力は、A/Dコンバータ24に供給される。A/Dコンバータ24により、準同期検波回路22の出力がデジタル化される。このとき、A/Dコンバータ24のサンプリング周波数は、スペクトラム拡散に使われているPN符号の周波数よりも高い周波数に設定されており、所謂オーバーサンプリングとされている。A/Dコンバータ24の出力がフィンガ25A、25B、25Cに供給されると共に、サーチャ28に供給される。

【0044】前述したように、受信時には、マルチパスの信号が受信される。フィンガ25A、25B、25Cは、夫々、これらマルチパスの受信信号にPN符号を乗算して逆拡散を行い、逆拡散出力からデータを復調する。更に、フィンガ25A、25B、25Cからは、各パスでの受信信号レベルと、各パスでの周波数誤差が出力される。

【0045】サーチャ28は、受信信号の符号を捕捉し、フィンガ25A、25B、25Cに設定する各パスの符号を決定するものである。すなわち、サーチャ28は、受信信号にPN符号を乗算して逆拡散を行う逆拡散回路を備えている。そして、コントローラ29の制御の基に、PN符号の位相を動かし、受信信号との相関を求める。この設定された符号と受信信号との相関値により、各パスの符号が決定される。コントローラ29により決定された符号がフィンガ25A、25B、25Cに設定される。

【0046】フィンガ25A、25B、25Cにより復調された各パスの受信データは、データコンバイナ30に供給される。データコンバイナ30により、各パスの受信データが合成される。このデータコンバイナ30の出力がAGC回路33に供給される。

【0047】また、フィンガ25A、25B、25Cにより、各パスにおける信号強度が求められる。フィンガ25A、25B、25Cからの各パスにおける信号強度は、RSSI (Received Signal Strength Indicator) コンバイナ31に供給される。RSSIコンバイナ31により、各パスにおける信号強度が合成される。このRSSIコンバイナ31の出力がAGC回路33に供給され、受信データの信号レベルが一定となるように、AGC回路33のゲインが制御される。

【0048】また、フィンガ25A、25B、25Cからの各パスにおける周波数誤差が周波数コンバイナ32に供給される。周波数コンバイナ32により、各パスにおける周波数誤差が合成される。この周波数コンバイナ32の出力がPLLシンセサイザ11及び23に供給され、周波数誤差に応じて、PLLシンセサイザ11及び23の周波数が制御される。

【0049】AGC回路33の出力がデインターリーブ回路34に供給される。デインターリーブ回路34によ

り、送信側のインターリーブに対応して、受信データがデインターリーブされる。デインターリーブ回路34の出力がビタビ復号回路35に供給される。ビタビ復号回路35は、軟判定と最尤復号とにより、畳込み符号を復号するものである。ビタビ復号回路35により、エラー訂正処理が行われる。このビタビ復号回路35の出力が音声伸長回路36に供給される。

【0050】音声伸長回路36により、例えばQCELPにより圧縮符号化されて送られてきた音声信号が伸長され、デジタル音声信号が復号される。このデジタル音声信号がD/Aコンバータ37に供給される。D/Aコンバータ37によりデジタル音声信号がアナログ音声信号に戻される。このアナログ音声信号がスピーカ38に供給される。

【0051】図2は、この発明が適用された携帯電話端末におけるサーチャ28の構成を示すものである。図2において、入力端子51に、A/Dコンバータ24（図1）からのデジタル信号が供給される。前述したように、A/Dコンバータ24のサンプリング周波数は、PN符号の周波数よりも高い周波数とされており、オーバーサンプリングとなっている。この入力端子51からのデジタル信号がデシメート回路52に供給され、デシメート回路52で、入力端子51からの信号がデシメートされる。デシメート回路52の出力が乗算回路53に供給される。

【0052】PN符号発生回路54からは、送信側で拡散したのと同様のPN符号が発生される。PN符号発生回路54からのPN符号の位相は、コントローラ29により設定可能とされる。PN符号発生回路54からのPN符号が乗算回路53に供給される。

【0053】乗算回路53により、デシメート回路52の出力と、PN符号発生回路54からのPN符号とが乗算される。これにより、入力端子51からの受信信号が逆拡散される。受信符号とPN符号発生回路54からの符号とのパターン及び位相が一致すると、受信信号の逆拡散が成立し、乗算回路53からの出力レベルが大きくなる。乗算回路53の出力がバンドパスフィルタ56を介してレベル検出回路57に供給される。レベル検出回路57により、乗算回路53の出力レベルが検出される。

【0054】レベル検出回路57の出力が加算回路58に供給される。加算回路58で、レベル検出回路57の出力が所定回数、例えば64回分累積加算される。このように、レベル検出回路57の出力レベルを累積加算した値から、PN符号発生回路54に設定されている符号と、受信符号との相関値が得られる。この加算回路58の出力は、メモリ59に供給されると共に、最高値検出回路60に供給される。最高値検出回路60により、相関値の最高値が求められ、この相関値の最高値が最高値メモリ61に保存される。

【0055】PN符号発生回路54からのPN符号の位相は、コントローラ29の制御の基に、所定チップ（例えばチップ或いは1/2チップ）ごとに動かされる。そして、各位相ごとに、加算回路58の出力から相関値が求められる。この相関値がメモリ59に蓄えられる。そして、PN符号の1周期分の設定が終了したら、相関値の大きい順に例えば3つの位相が選択され、これがフィンガ25A、25B、25C（図1）に設定される。このように、相関値の大きい順に例えば3つの位相を選択して3つのパスを設定する際に、最高値メモリ61に保持されている最高値が用いられる。

【0056】図3は、この発明が適用された携帯電話端末におけるフィンガ25A、25B、25Cの構成を示すものである。図3において、入力端子71に、A/Dコンバータ24（図1）からのデジタル信号が供給される。前述したように、A/Dコンバータ24のサンプリング周波数は、PN符号の周波数よりも高い周波数とされており、オーバーサンプリングとなっている。

【0057】この入力端子71からのデジタル信号がデシメート回路72、73、74に供給される。デシメート回路72には、クロック制御回路75からのクロックが遅延回路76を介して供給され、デシメート回路73には、クロック制御回路75からのクロックがそのまま供給され、デシメート回路74には、クロック制御回路75からのクロックが遅延回路76、77を介して供給される。遅延回路76及び77は、1/2チップ分の遅延量を有している。デシメート回路72、73、74で、入力端子71からのデジタル信号がデシメートされる。

【0058】デシメート回路72、73、74の出力が乗算回路78、79、80に夫々供給される。乗算回路78、79、80には、PN符号発生回路81からのPN符号が供給される。PN符号発生回路81からは、送信側で拡散したのと同様のPN符号が発生される。

【0059】乗算回路78により、デシメート回路72の出力とPN符号発生回路81の出力とが乗算される。受信符号とPN符号発生回路81からの符号のパターン及び位相が合致していれば、乗算回路78からは逆拡散出力が得られる。この乗算回路78の出力がバンドパスフィルタ82を介して復調回路83に供給される。

【0060】復調回路83で受信信号が復調され、復調回路83からは、復調データが出力される。この復調データが出力端子84から出力される。また、復調回路81で、受信信号の信号レベルが検出される。この信号レベルが信号が出力端子85から出力される。また、復調回路81で、周波数誤差が検出される。この周波数誤差が出力端子86から出力される。

【0061】乗算回路79及び80により、デシメート回路73及び74の出力とPN符号発生回路81の出力とが乗算される。デシメート回路73には、クロック制

御回路75からのクロックがそのまま供給され、デシメート回路74には、クロック制御回路75からのクロックが1チップ分遅延されて供給されているので、デシメート回路72の出力をセンタ位相とすると、デシメート回路73及び74からは、夫々、1/2チップ分位相が進んだ出力及び1/2チップ分位相が遅れた出力が得られる。乗算回路79及び80により、1/2チップ進んだ及び遅れた位相の受信符号と、PN符号発生回路81の符号とが乗算され、1/2チップ進んだ及び遅れた位相の逆拡散出力が得られる。この乗算回路79及び80の出力は、DLL (Delay Locked Loop) を構成するのに用いられる。

【0062】すなわち、乗算回路79及び80の出力は、バンドパスフィルタ87及び88を夫々介して、レベル検出回路89及び90に夫々供給される。レベル検出回路89及び90からは、1/2チップ進んだ及び遅れた位相の逆拡散出力レベルが得られる。レベル検出回路89及び90の出力が減算回路91に供給される。

【0063】減算回路91で、1/2チップ進んだ位相の逆拡散出力レベルと、1/2チップ遅れた位相の逆拡散出力レベルとが比較される。この比較出力は、ループフィルタ92を介して、クロック制御回路75に供給される。クロック制御回路75で、減算回路91の出力がゼロになるように、デシメート回路72~74に与えられるクロックが制御される。

【0064】例えば、A/Dコンバータ24で8倍のオーバーサンプリングをしたとし、デシメート回路72~74で1/8にデシメートする場合、デシメート回路72~74からは、8サンプル毎に信号が出力される。減算回路91の出力から、今までのタイミングでは遅過ぎると判断されるような場合には、8サンプルおきに出力していたタイミングが、7サンプルおきに出力されるように制御される。これにより、位相が進められたことになる。

【0065】PN符号発生回路81には、入力端子93から初期位相データが供給される。この初期位相データは、サーチ28で検出されたパスに基づいて設定される。その後の符号の変動に対しては、上述のDLLループが働き、受信符号が捕捉される。

【0066】以上のように、この発明が適用できるCDMA方式のセルラ電話システムの携帯端末では、RAKE方式が用いられ、複数のパスの受信出力が合成される。そして、この発明が適用された携帯電話端末では、データコンバイナ30で各フィンガ25A、25B、25Cからの復調出力を合成する際に、信号強度に応じて各フィンガ25A、25B、25Cの復調出力に重みを付けて合成するようにしている。つまり、図4に示すように、各フィンガ25A、25B、25Cからは、復調出力が出力されると共に、各パスにおける信号強度(RSSI)が出力される。各フィンガ25A、25B、2

5Cからの復調データ出力は、データコンバイナ30のタイミング補正回路101A、101B、101Cに供給される。タイミング補正回路101A、101B、101Cで、各パスの復調出力の時間軸が合わせられる。このタイミング補正回路101A、101B、101Cの出力は、ゲインアンプ103A、103B、103Cに夫々供給される。ゲインアンプ103A、103B、103Cの出力が合成回路104に供給される。

【0067】各フィンガ25A、25B、25Cからの信号強度の情報は、重み制御回路105に供給される。重み制御回路105で、信号強度が大きくなる程重みが大きくなるように、各パスに対する重みが決定される。決定された重みは、各パスに対するゲインアンプ103A、103B、103Cに設定される。

【0068】フィンガ25A、25B、25Cからの各パスの復調出力は、タイミング補正回路101A、101B、101Cでタイミングが合わせられ、ゲインアンプ103A、103B、103Cにより信号強度に応じて重み付けされて合成される。この重みは、信号強度が大きくなる程大きな重みとなるように設定される。

【0069】信号強度が小さいパスでは、復調データにはエラーが多く含まれている。このことから、信号強度が非常に小さいパスとがあると、このパスの影響を受けて、合成後の信号のエラーが増加してしまうことがある。

【0070】この例のように、各パスの復調出力に対して、ゲインアンプ103A、103B、103Cを設け、各パスの信号強度を検出し、信号強度が大きくなる程大きな重みを付けて各パスの復調出力を合成するようにすれば、信号強度が非常に小さいパスの復調出力は殆ど合成されなくなり、合成後の復調データのエラーレートが改善される。

【0071】なお、上述の例では、各パスの復調出力に対してゲインアンプ103A、103B、103Cを設け、各パスの信号強度を検出し、信号強度が大きくなる程大きな重みを付けて各パスの復調出力を合成するようにしているが、信号強度が所定値以下のパスは、信頼性が薄いとして、データコンバイナ30でデータ合成する時に、そのパスの復調データを除外するようにしても良い。

【0072】

【発明の効果】この発明によれば、各パスからの復調出力を合成するデータコンバイナに、各パスの重みを設定するゲインアンプが設けられる。そして、各パスの復調出力の信号強度が検出され、信号強度が大きくなる程大きな重みとなるように、各ゲインアンプに対する重みが設定される。このように、信号強度が大きくなる程大きな重みを付けて各パスの復調出力を合成することで、信号強度が非常に小さく、エラーの多いパスの影響を受け難くすることができ、合成出力のエラーレートが改善さ

れる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末の全体構成を示すブロック図である。

【図2】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるサーチの構成の一例を示すブロック図である。

【図3】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるフィンガの構成の一例を示すブロック図である。

【図4】この発明が適用できるCDMA方式の携帯電話端末におけるデータコンパイナの構成の一例を示すブ

ック図である。

【図5】マルチパスの説明に用いる略線図である。

【図6】マルチパスの説明に用いる波形図である。

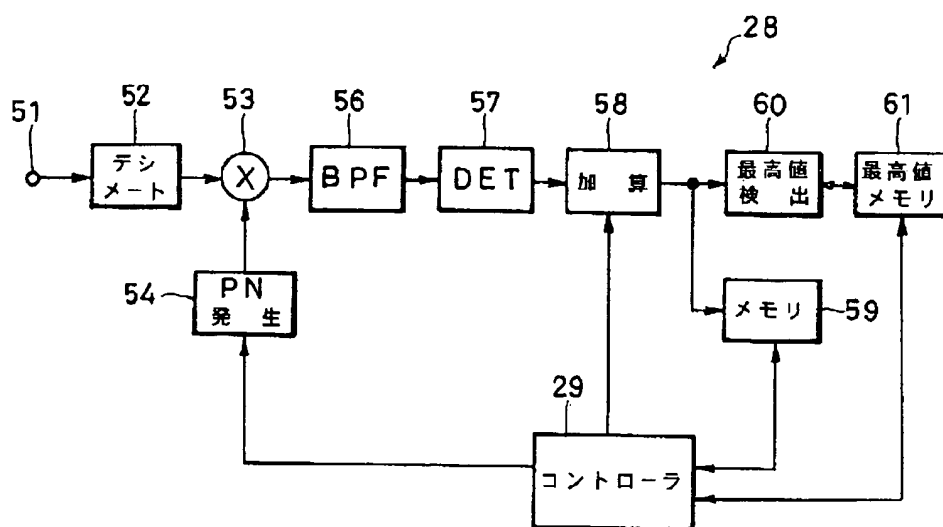
【図7】ダイバシティRAKE方式の説明に用いるブロック図である。

【図8】ダイバシティRAKE方式の受信機の一例のブロック図である。

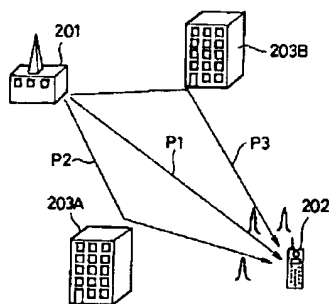
【符号の説明】

25A、25B、25C・・・フィンガ、28・・・サーチチャ、30・・・データコンパイナ、103A、103B、103C・・・ゲインアンプ

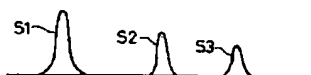
【図2】



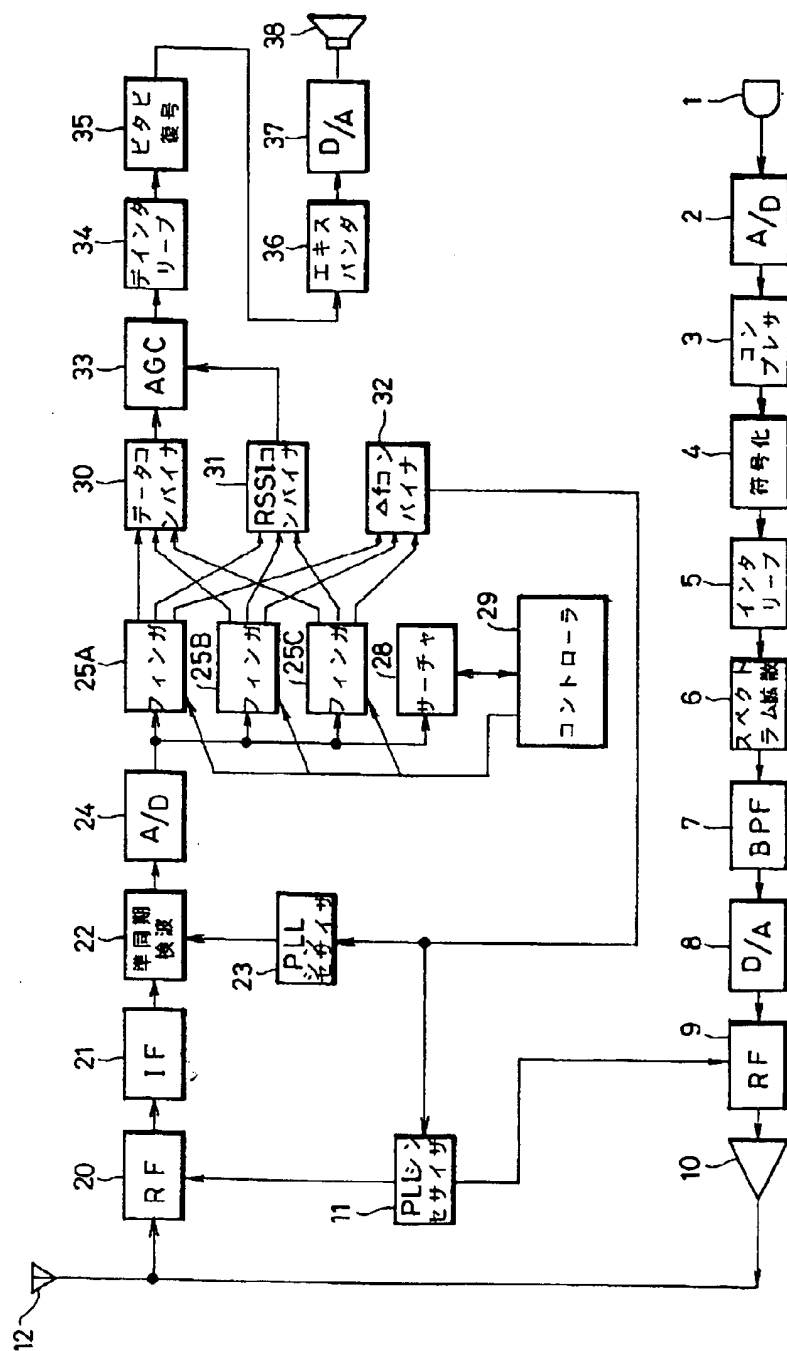
【図5】



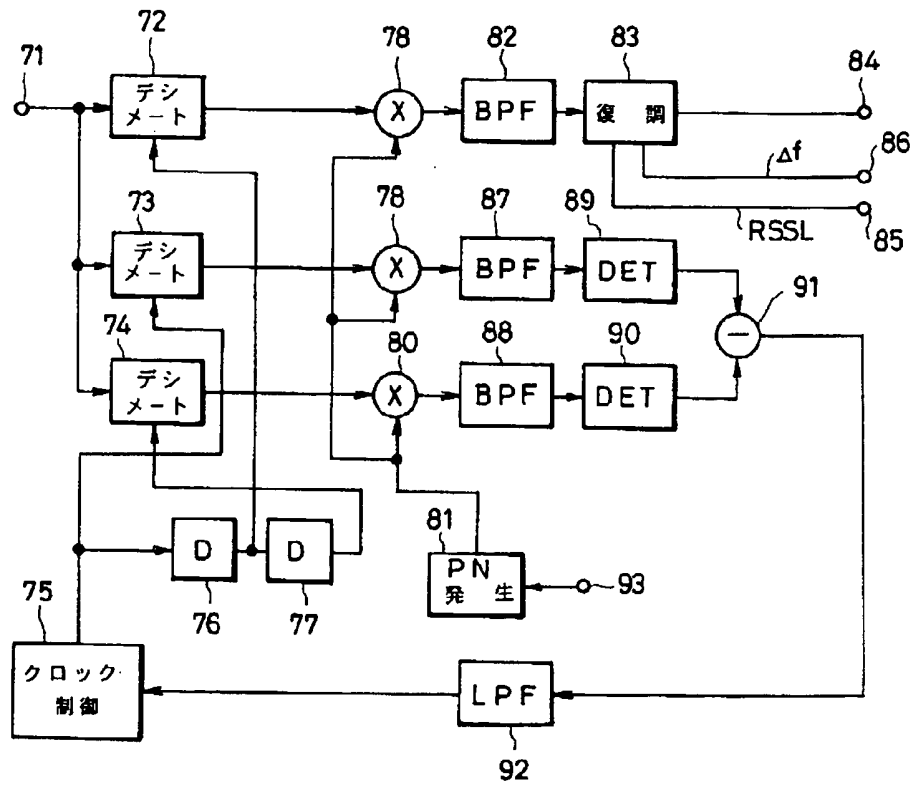
【図6】



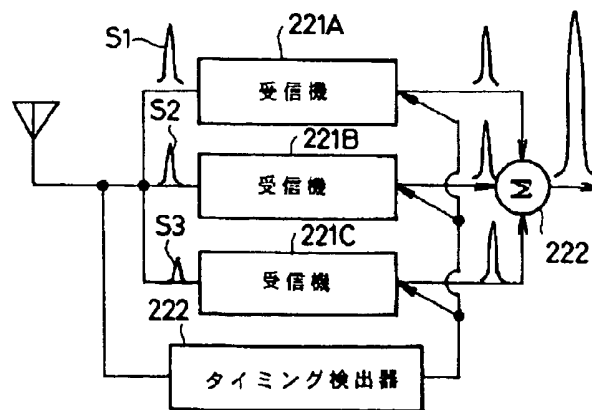
【図1】



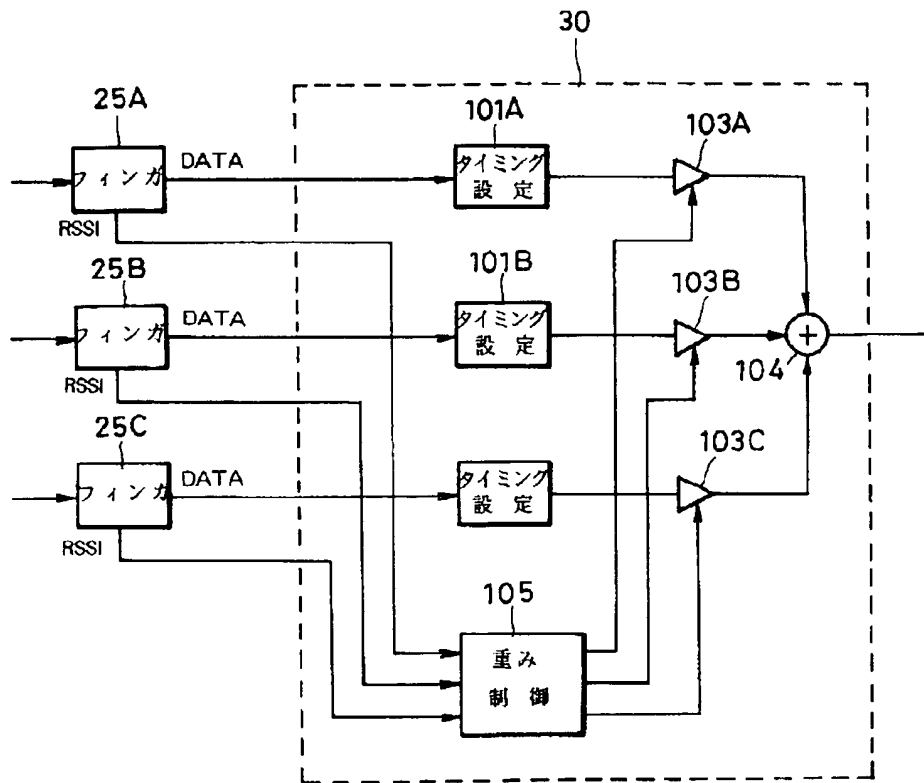
【図3】



【図7】



【図4】



【図8】

